

フェージング環境下におけるトレリス符号化 16 DAPSK 方式

中川 仁志^{†*} 山里 敬也[†] 片山 正昭[†] 小川 明[†]

Bit Interleaved Trellis Coded 16 DAPSK on Fading Channels

Hitoshi NAKAGAWA^{†*}, Takaya YAMAZATO[†], Masaaki KATAYAMA[†],
and Akira OGAWA[†]

あらまし 遅延検波が可能な 16 値変調方式である差動符号化 16 値振幅位相変調 (16 DAPSK) 方式を用いたトレリス符号化変調 (TCM) 方式を提案し、その特性を評価する。提案方式では、16 DAPSK が 2DASK と 8 DPSK という二つの変調方式から構成されているという特徴から、ビットインタリーブを用いている。そのため、時間ダイバーシチを効果的に増加させることが可能となり、フェージング環境下における誤り率の改善が期待できる。また、遅延検波を用いているため、搬送波再生や Channel State Information (CSI) を必要とすることがなく、受信機構成を簡単にできるという利点がある。本論文では、提案方式のレイリーフェージング通信路におけるビット誤り率 (BER) 特性を解析および計算機シミュレーションにより明らかにし、従来方式との比較を通して提案方式の有効性を検討する。

キーワード 遅延検波, 16 DAPSK, ビットインタリーブ, 時間ダイバーシチ, レイリーフェージング

1. まえがき

近年、陸上移動体通信の分野では、携帯電話や自動車電話等の需要の増大や、社会の高度情報化に伴う情報量の増加から、変調方式の多値化が望まれている。

また、陸上移動体通信では、信号の振幅と位相が時間と共に激しく変動するレイリーフェージング通信路となるため、搬送波再生の必要がなく、通信路状態情報 (CSI: Channel State Information) が未知であっても検波可能な遅延検波方式が有効な検波方式であると考えられる。

変調方式の多値化と、フェージング環境下における遅延検波方式の有効性といったことから、遅延検波が可能な 16 値変調方式である差動符号化 16 値振幅位相変調 (16 Differential-encoding Amplitude Phase Shift Keying: 16 DAPSK) 方式に対する研究が行われており、同じく遅延検波が可能な 16 値変調方式である 16 DPSK よりも優れた誤り率特性を示すことから、陸上移動体通信やパーソナル通信の分野で注目を集めている [1]~[3]。

ところで、フェージング環境下における通信システムの設計に関して、システムのダイバーシチを増加させることが誤り率の改善につながると報告されている [3]~[6]。ダイバーシチを増加させる手段として空間ダイバーシチや時間ダイバーシチ等があるが、空間ダイバーシチを増加させるためには受信機におけるアンテナブランチ数を増やす必要があり、このブランチ数にほぼ比例して受信機規模が大きくなってしまいう欠点がある。そこで、時間ダイバーシチを増加させることに着目すると、インタリーブを用いたトレリス符号化変調 (TCM) 方式により、この目的は達成される。なかでも、文献 [4]~[6] では、ビット単位でインタリーブを行うビットインタリーブを用いることにより、時間ダイバーシチをより効果的に増加させ、従来のシンボル単位でインタリーブを行うシンボルインタリーブを用いたシステムより優れたビット誤り率 (BER) 特性を得られることが報告されている。

これらの文献では、変調方式として 8 PSK, 8 DPSK, および 16 値直交振幅変調 (16 QAM) が用いられているが、16 DAPSK を適用すれば、遅延検波と 16 値変調の両者が可能となる。更に、16 DAPSK が 2DASK と 8 DPSK という二つの変調方式から構成されるということから、ビットインタリーブを用いた TCM 方式との整合性の良さがうかがえる。

[†] 名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻, 名古屋市
Department of Information Electronics, Graduate School of
Engineering, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-01 Japan
* 現在, 日本電信電話株式会社

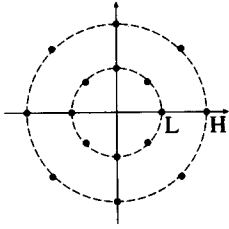


図1 16 DAPSK の信号点配置
Fig.1 Signal constellation of 16 DAPSK.

本論文では、ビットインタリーブを用いたトレリス符号化 16 DAPSK 方式を提案し、そのレイリーフェージング通信路における BER 特性を解析および計算機シミュレーションにより明らかにし、従来方式との比較を通して提案方式の有効性を検討する。

2. 提案方式

2.1 16 DAPSK

16 DAPSK は、スター 16 QAM や 2DASK/8 DPSK とも表現され、その信号点配置は図 1 のように表される。これは、二つの振幅レベル L, H をもつ 8 DPSK としてとらえることができ、2DASK と 8 DPSK から構成される。変調シンボル 4 ビットのうち 3 ビットを位相差 (8 DPSK) として、残りの 1 ビットを振幅比 (2DASK) として送信する。2DASK では振幅比に割り当てられるビットが '1' であれば振幅レベルを変化、すなわち前送信シンボルの振幅レベルが L であれば H, H であれば L を送信し、'0' であれば振幅レベルは変化させないものとする。受信側では、前受信シンボル r_{k-1} と現時点での受信シンボル r_k との振幅比 $\gamma_k = |r_k/r_{k-1}|$ を用いて、二つのスレッシュホールド β_L, β_H に対し $\beta_L < \gamma_k < \beta_H$ であれば '0'、そうでなければ '1' が送信されたものと判断するものである。このように、二つの振幅レベルをもっているため、前受信シンボルの振幅を基準としているため、フェージングによる受信信号の振幅変動が未知であっても復号可能な点が、この変調方式の大きな利点である。

2.2 提案方式の構成

提案方式の構成図を図 2 に示す。時点 k における情報ビット $I_k = (i_k^1, i_k^2, i_k^3)$ は符号化率 3/4 の畳込み符号化によって符号語 $C_k = (c_k^1, c_k^2, c_k^3, c_k^4)$ とされ、符号化ビット $c_k^1, c_k^2, c_k^3, c_k^4$ は個々のビットインタリーブにより独立にインタリーブされ、 $C'_k = (c_k'^1, c_k'^2, c_k'^3, c_k'^4)$ となる。このうち、 $c_k'^1, c_k'^2, c_k'^3$ は 8 DPSK に、残りの

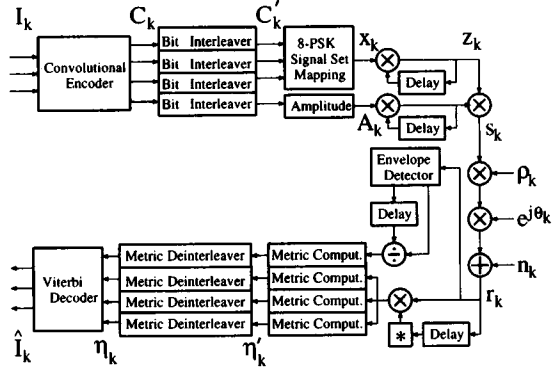


図2 提案方式の構成図
Fig.2 Block diagram of the proposed system.

表1 8-PSK におけるグレーマッピング
Table 1 Gray mapping on 8-PSK.

(c_k^1, c_k^2, c_k^3)	$\Delta\phi_k$	(c_k^1, c_k^2, c_k^3)	$\Delta\phi_k$
(0,0,0)	0	(0,1,1)	π
(1,0,0)	$\pi/4$	(1,1,1)	$5\pi/4$
(1,1,0)	$\pi/2$	(1,0,1)	$3\pi/2$
(0,1,0)	$3\pi/4$	(0,0,1)	$7\pi/4$

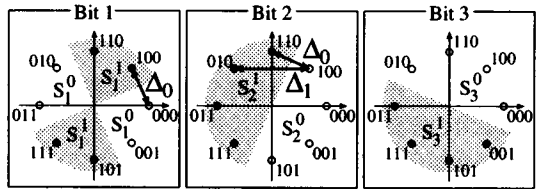


図3 8-PSK 信号点配置における部分分割集合
Fig.3 Partitions of signal set to subsets on 8-PSK.

c_k^4 は 2DASK に割り当てられる。

まず 8 DPSK について、 (c_k^1, c_k^2, c_k^3) は次式および表 1 に示されるグレーコードに従ったマッピングが施される。

$$x_k = e^{j\Delta\phi_k} \quad (1)$$

このとき、8-PSK 信号点配置は図 3 および式 (2), (3) で表されるサブセットに部分分割して考えることができる。

$$S_1^0 = \left\{ \Delta\phi : \Delta\phi(m) = \frac{m}{4}\pi, m = 0, 3, 4, 7 \right\}$$

$$S_2^0 = \left\{ \Delta\phi : \Delta\phi(m) = \frac{m}{4}\pi, m = 0, 1, 6, 7 \right\}$$

$$S_3^0 = \left\{ \Delta\phi : \Delta\phi(m) = \frac{m}{4}\pi, m = 0, 1, 2, 3 \right\}$$

$$S_i^1 = \Omega - S_i^0 \quad (i = 1, 2, 3) \quad (2)$$

$$S_i^1 = \Omega - S_i^0 \quad (i = 1, 2, 3) \quad (3)$$

更に、シンボル系列 $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_L)$ は次式のように差動符号化され、系列 $\mathbf{z} = (z_1, z_2, \dots, z_L)$ が得られる。

$$z_k = z_{k-1}x_k = e^{j(\phi_{k-1} + \Delta\phi_k)} = e^{j\phi_k} \quad (4)$$

つぎに、2DASK について、 c_k^4 を用いて次式で表される差動符号化を行うことにより送信シンボルの振幅系列 $\mathbf{A} = (A_1, A_2, \dots, A_L)$ が決定される。

$$A_k = \begin{cases} L & (c_k^4, A_{k-1}) = (0, L), (1, H) \\ H & (c_k^4, A_{k-1}) = (0, H), (1, L) \end{cases} \quad (5)$$

本論文では、二つの振幅レベルの比は $H/L = 2.0$ としているため [1], [2], 平均エネルギーを考慮することにより、 $L = \sqrt{2/5}$, $H = 2\sqrt{2/5}$ と表すことができる。このとき、送信シンボル系列 $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_L)$ はつぎのように表される。

$$s_k = A_k\sqrt{2E_s}z_k = A_k\sqrt{2E_s}e^{j\phi_k} \quad (6)$$

ここで、 E_s は 16 DAPSK シンボル当りのエネルギーであり、1 シンボルにつき三つの情報ビットが含まれるため、ビット当りのエネルギー E_b との間に $E_s = 3E_b$ という関係が成り立つ。

レイリーフェージング通信路における受信シンボル r_k は、送信シンボル s_k に対して、次式のように表すことができる。

$$r_k = \rho_k e^{j\theta_k} s_k + n_k \quad (7)$$

ここで、 n_k は雑音電力スペクトル密度 N_0 のガウス雑音、 ρ_k および θ_k はフェージングによる振幅および位相の変動を表している。 ρ_k はレイリーフェージング通信路では以下の確率密度関数に基づき、レイリー分布をしているものとする。

$$p(\rho) = \begin{cases} 2\rho \exp(-\rho^2) & \rho \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

また θ_k は、 $(-\pi, \pi)$ の間に一様分布しているものとする。

メトリック計算部では四つの符号化ビットそれぞれに対してビットメトリックが計算される。まず、 c_k^1, c_k^2, c_k^3 、つまり 8 DPSK におけるビットメトリックは、図 3 および式 (2), (3) に示したサブセットを用いてつぎのように定義する [6], [7]。

$$\eta_k^i(i, c) = \max_{\Delta\phi \in S_c^i} \operatorname{Re} \{ r_{k-1}^* r_k e^{-j\Delta\phi} \} \quad (i = 1, 2, 3, \quad c = 0, 1) \quad (9)$$

ここで、(*) は複素共役を表す。なお、上式は受信信号から得られる情報のみでメトリックを与えており、それゆえ AWGN 環境化でも等しいメトリックを用いることができる [7]。

2DASK, すなわち c_k^4 におけるビットメトリックに関し、文献 [2] ではガウス雑音通信路において、送信シンボルの振幅系列が (A_{k-1}, A_k) であるときに受信振幅系列が (r_{k-1}, r_k) 、つまり振幅比が γ_k となる事後確率をもとに、そのゆわ度 m_{2DASK} を次式のように表している。

$$m_{2DASK} = \frac{2A_{k-1}A_k\gamma_k - A_{k-1}^2\gamma_k^2 - A_k^2}{1 + \gamma_k^2} \quad (10)$$

フェージング環境下では、フェージングによる振幅変動をメトリックに反映させることで、誤り特性が改善される [4]。しかし、提案方式では受信側で CSI は得られないものとしているため、ここでは受信信号の振幅を用いて重みづけを行う。すなわち、受信信号振幅 $|r_k|$ および一時点前の $|r_{k-1}|$ を用い c_k^4 に対するビットメトリックの重みづけを行う。

$$\eta_k^4(i, c) = \max_{A_{k-1}, A_k \in S_c^4} |r_{k-1}| |r_k| \frac{(2A_{k-1}A_k\gamma_k - A_{k-1}^2\gamma_k^2 - A_k^2)}{1 + \gamma_k^2} \quad (c = 0, 1)$$

$$S_4^0 = \{A_{k-1}, A_k : (A_{k-1}, A_k) = (L, L), (H, H)\}$$

$$S_4^1 = \{A_{k-1}, A_k : (A_{k-1}, A_k) = (L, H), (H, L)\} \quad (11)$$

メトリック計算部では、符号化ビット c_k^i のとりうる二つの値、すなわち 0 と 1 の各々に対してビットメトリックが算出される。つまり、ここでは各時点につき、合計八つのビットメトリックが準備されることになる。これらのビットメトリック $\eta_k^i(i, c)$ は個々のメトリックデインタリーバにより独立にデインタリーブされ、 $\eta_k(i, c)$ となる。更に、符号化ビットの組合せから成る符号語 $C_k = (c_k^1, c_k^2, c_k^3, c_k^4)$ に応じて、ビットメトリック $\eta_k(i, c)$ の和により、次式のようにブランチメトリックが計算される。

$$\eta(C_k) = \sum_{i=1}^4 \{ (1 - c_k^i) \eta_k(i, 0) + c_k^i \eta_k(i, 1) \} \quad (12)$$

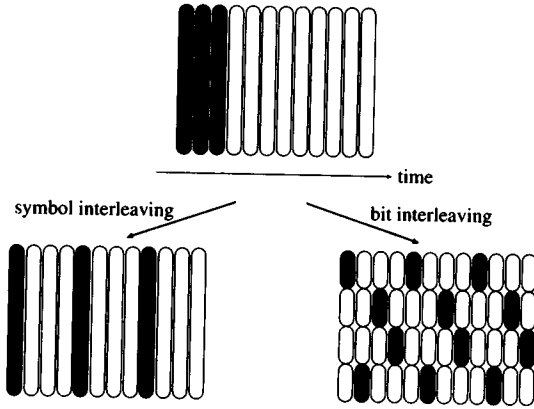


図4 インタリーブによるダイバーシチの増加の様子
Fig.4 Increase of time diversity by interleaving.

ピタビ復号器では次式で与えられるパスメトリックを計算することにより、系列長 L の情報源系列が復号される。

$$\eta(C) = \sum_{k=1}^L \eta(C_k) \quad (13)$$

2.3 提案方式におけるビットインタリーブによる効果とその整合性

インタリーブの方法の違いによる影響を図4に示す。この図では、時間軸を横軸にとり、フェージングにより受信信号の振幅が落ち込んでいる時点を黒く色を付けた部分で示してある。シンボルインタリーブを用いたシステムでは、各時点における ρ がそのままブランチメトリックに反映されるため、フェージングにより受信信号の振幅が落ち込んでいる時点では、信頼性の低いブランチメトリックが生成されることになる。これに対しビットインタリーブを用いたシステムでは、各ブランチメトリックに4時点分の ρ に関する要素が含まれるため、ある時点において受信信号の振幅が落ち込んでいても、ブランチメトリックに与える影響は少なく抑えられると考えられる。このことから、ビットインタリーブを用いたシステムでは、時間ダイバーシチがより効果的に増加され、BERの改善につながると考えられる。

本論文ではつぎのようなビットインタリーブを用いた。まず、シンボルインタリーブと同様にブロックインタリーブが施される。インタリーブ後の様子は図4の左下のようになる。つぎに、各ビットは $(I_s/4)i$ ($i = 0, 1, 2, 3$), (I_s はインタリーブサイズ)

ずつ一定量だけずらす。この結果、図4の右下に示すように、各ビットの相関をできるだけ低くし、フェージングによる受信信号の振幅が継続的に落ち込んでいる部分を効果的に分散させることが可能になる。

16 DAPSKとビットインタリーブを用いたTCM方式との整合性の良さが以下のように説明できる。前節で、符号化ビット c_k^1, c_k^2, c_k^3 と c_k^4 とで、ビットメトリックの計算方法が全く異なっていることを示した。これは、16 DAPSKが8 DAPSKと2 DASKという二つの変調方式から構成されていることに由来しており、仮にシンボルインタリーブを用いることを考えると、メトリックの計算において振幅比と位相差の両者を含んだものを考慮しなければならず、計算が複雑になる可能性がある。このような理由から、各々の変調方式に割り当てられたビットを独立に判定するという16 DAPSKに対するTCM方式を考えた場合、各ビットに対してビットメトリックを計算するというビットインタリーブを用いたシステムとの整合性が良いと考えられる。

以上のようなことから、本提案方式が、遅延検波が可能であるということだけでなく、ビットインタリーブを用いたTCM方式との整合性の良さといった面からも、フェージング環境下において有効であると考えられる。

3. BER 特性解析

提案方式のレイリーフェージング通信路におけるBER特性を解析的に明らかにする。

TCM方式のビット誤り率 P_b は、以下のように表すことができる[5]。

$$P_b \approx \frac{1}{n} \sum_{\hat{C} \neq C} a(C, \hat{C}) P(C \rightarrow \hat{C}) \quad (14)$$

ここで、 n は1符号化シンボル当りに含まれる情報ビット数であり、 $a(C, \hat{C})$ は符号語系列 $C = (C_1, C_2, \dots, C_L)$ と $\hat{C} = (\hat{C}_1, \hat{C}_2, \dots, \hat{C}_L)$ に関する誤り事象における情報ビットの誤りビット数である。そこで、 C が送信されたときに、受信側で C の代わりに \hat{C} を選択する誤り事象確率 $P(C \rightarrow \hat{C})$ について考える。

理想的なインタリーブ、すなわちインタリーブサイズが無限であると仮定すると、各時点におけるフェージング変動は、インタリーブによる分散のため無相関となり、それぞれ式(8)で表される分布に従っている

とみなすことができる。また、提案方式ではビットインタリーブを用いており、四つの符号化ビットは互いに独立にインタリーブされるため、これら符号化ビットは、各々独立な通信路を通ると考えることができる。このため、 $P(C \rightarrow \hat{C})$ はつぎのように表される。

$$\begin{aligned} P(C \rightarrow \hat{C}) &= \prod_{k=1}^L P(C_k \rightarrow \hat{C}_k) \\ &= \prod_{k=1}^L \prod_{i=1}^4 P(c_k^i \rightarrow \hat{c}_k^i) \end{aligned} \quad (15)$$

そこで、8DPSK と 2DASK の二つの変調方式における $P(c_k^i \rightarrow \hat{c}_k^i)$ について考える。

3.1 8DPSK における誤り事象確率

M -DPSK (M 相 DPSK) において、シンボル z_k と \hat{z}_k に関する誤り事象確率は Chernoff バウンドを用いることにより以下のように与えられている [8]。

$$P(z_k \rightarrow \hat{z}_k) \leq \frac{1 - \nu^2}{1 - \nu^2 \left(1 - \frac{|z_k - \hat{z}_k|^2}{4}\right)} \quad (16)$$

ここで、 ν は次式で与えられる。

$$\nu = \frac{E_s/N_0}{1 + E_s/N_0} \quad (17)$$

なお、ここでは受信側で CSI が未知であるとし、 $\rho_{k-1} = \rho_k$ を満たすような非常にゆっくりと変動するフェージングを仮定している。

式 (16) をもとに 8DPSK における $P(c_k^i \rightarrow \hat{c}_k^i)$ について考えるが、図 3 に見られるように $i=1$ (Bit 1) の場合と $i=2,3$ (Bit 2, Bit 3) の場合とではサブセットの部分分割の特徴に違いがみられるため、それぞれの場合に分けて検討する。

3.1.1 Bit 1 の場合

この場合、式 (16) における $|z_k - \hat{z}_k|^2$ は図 3 に示すサブセット S_1^0, S_1^1 間の最小ユークリッド距離 Δ_0 に依存すると考えられるため、次式のように表すことができる。

$$P(c_k^1 \rightarrow \hat{c}_k^1) \leq F(\Delta_0)^{(c_k^1 \oplus \hat{c}_k^1)} \quad (18)$$

ここで \oplus は排他的論理和を表し、 $F(\Delta)$ は次式で表されるものとする。

$$F(\Delta) = \frac{1 - \nu^2}{1 - \nu^2(1 - \Delta^2/4)} \quad (19)$$

3.1.2 Bit 2, Bit 3 の場合

図 3 のように、Bit 1 の場合とはサブセットの部分分割の仕方が異なっている。そのため、例えば Bit 2 の場合について $\Delta\phi_k = \pi/2$ が送信されたときと、 $\Delta\phi_k = 3\pi/4$ が送信されたときとでは、前者における $P(1 \rightarrow 0)$ が Δ_0 に依存するのに対し、後者では Δ_1 に依存すると考えられる。このようなことを考慮すると、 $\Delta\phi_k = (m_k/4)\pi$ ($m_k = 0, 1, 2, \dots, 7$) を用いてつぎのように表すことができると考えられる。

$$P(c_k^2 \rightarrow \hat{c}_k^2) \leq \begin{cases} F(\Delta_0)^{(c_k^2 \oplus \hat{c}_k^2)} & m_k = 1, 2, 5, 6 \\ F(\Delta_1)^{(c_k^2 \oplus \hat{c}_k^2)} & m_k = 0, 3, 4, 7 \end{cases} \quad (20)$$

$$P(c_k^3 \rightarrow \hat{c}_k^3) \leq \begin{cases} F(\Delta_0)^{(c_k^3 \oplus \hat{c}_k^3)} & m_k = 0, 3, 4, 7 \\ F(\Delta_1)^{(c_k^3 \oplus \hat{c}_k^3)} & m_k = 1, 2, 5, 6 \end{cases} \quad (21)$$

更に、 Δ_0, Δ_1 についてであるが、内側の振幅レベル L におけるユークリッド距離に依存すると考えられるため、

$$\begin{aligned} \Delta_0 &= 2 \times \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right) \\ \Delta_1 &= 2 \times \sqrt{\frac{2}{5}} \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

とすることにより、8DPSK における誤り事象確率が得られる。

3.2 2DASK における誤り事象確率

8DPSK の場合と同様に、ゆっくりと変動するフェージングを仮定すると、16DAPSK の 2DASK における BER が、つぎのように与えられている [1]。

$$\begin{aligned} P_{2DASK} &= \frac{1}{2} + \frac{1}{4} \sum_{A_k} \sum_{A_{k-1}} \epsilon(A_k, A_{k-1}) \\ &\quad \times [P'(\beta = \beta_H | A_k, A_{k-1}) \\ &\quad - P'(\beta = \beta_L | A_k, A_{k-1})] \end{aligned} \quad (23)$$

ここで、 $\epsilon(A_k, A_{k-1})$ は $A_k \neq A_{k-1}$ のときは 1、そうでないときは -1 の値をとるものである。更に $P'(\beta | A_k, A_{k-1})$ は、送信シンボルの振幅系列が (A_{k-1}, A_k) であるときに、受信シンボルの振幅比 γ_k がスレッシュホールド β を超えない確率を表しており、レイリーフェージング通信路では以下のように表される。

$$\begin{aligned}
 P'(\beta|A_k, A_{k-1}) &= \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{\beta^2 - \sigma_2^2/\sigma_1^2}{\sqrt{(\beta^2 + \sigma_2^2/\sigma_1^2)^2 - (2\beta\delta\sigma_2/\sigma_1)^2}} \right\} \\
 \frac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2} &= \frac{A_k^2 + 1/(E_s/N_0)}{A_{k-1}^2 + 1/(E_s/N_0)} \\
 \delta &= \frac{A_k A_{k-1}}{\sqrt{\{A_{k-1}^2 + 1/(E_s/N_0)\}\{A_k^2 + 1/(E_s/N_0)\}}} \quad (24)
 \end{aligned}$$

これらは、スレッシュホールド β_L , β_H を用いた硬判定を行う場合に対する BER であるが、本論文では計算の簡単化のため、式 (23) を用いてつぎのように上界を得るものとした。

$$P(c_k^A \rightarrow c_k^A) = P_{2DASK}(c_k^A \oplus c_k^A) \quad (25)$$

なお、スレッシュホールドの値については $\beta_L = 2/(1 + H/L)$, $\beta_H = (1 + H/L)/2$ としている [2]。

このようにして得られた式 (19)~(21), (25) を式 (14) および式 (15) に代入することにより、提案方式の BER に対する上界が得られる。

4. 特性評価

提案方式の有効性、および解析の妥当性を評価するため、レイリーフェージング通信路における BER 特性を、計算機シミュレーションにより明らかにする。また、従来方式として、シンボルインタリーブ、およびビットインタリーブを用いたトレリス符号化 16QAM 方式との比較検討を行う。

4.1 シミュレーション諸元および用いる符号について

計算機シミュレーションを行うに当たり、諸元はつぎのように設定した。伝送速度は 16 k symbols/s とし、搬送波周波数は 1.5 GHz を想定している。また、提案方式では CSI は未知であるとし、パイロットシンボル挿入型同期検波を行う従来方式では、1 次補間により CSI の推定を行うものとしている [9]。ここで、パイロットシンボルを挿入することにより、その挿入間隔であるフレーム長 N に対して次式で表されるエネルギー損失が生じる。

$$E_{\text{loss}} = 10 \log \frac{N}{N-1} \quad [\text{dB}] \quad (26)$$

提案方式、および従来方式において用いる畳込み符号に関して、シンボルインタリーブを用いた 16QAM 方式では、符号化率 3/4、状態数 8 の Ungerboeck 符

号 [10] を用いている。また、ビットインタリーブを用いた 16QAM 方式では、レイリーフェージング通信路において有効であるものとして文献 [5] で提案されている符号 (符号化率 3/4、状態数 8) を用いており、変復調および検波方式による特性の違いを明らかにするため、提案方式にもこの符号を適用している。

4.2 解析およびシミュレーションによる BER 特性の検討

図 5 に、解析による BER の上界、およびシミュレーション結果を示す。なお、この図におけるシミュレーションでは、 $f_D T = 2.5 \times 10^{-3}$ とゆっくりとしたフェージングを想定しており、これは解析における仮定を考慮したためである。また、理想的なインタリーブという仮定に基づき、インタリーブサイズは 10 k symbols と大きくとっている。更に、従来方式の 16QAM を用いたシステムでは、解析およびシミュレーションの両者において、CSI は完全に既知であるものと仮定している。

まず、提案方式における解析結果とシミュレーション結果を比較すると、解析による BER の上界がシミュレーション結果よりも E_b/N_0 値で約 1.4 dB 高いところで、同じ BER を達成していることがわかる。このような差の生ずる原因として、2DASK における誤り事象確率を求める際に、硬判定を行った場合の BER を用いて誤り事象確率の上界としている点が考えられる。このことに関し、変調方式を 8DPSK とした、ビットインタリーブを用いたトレリス符号化 8DPSK

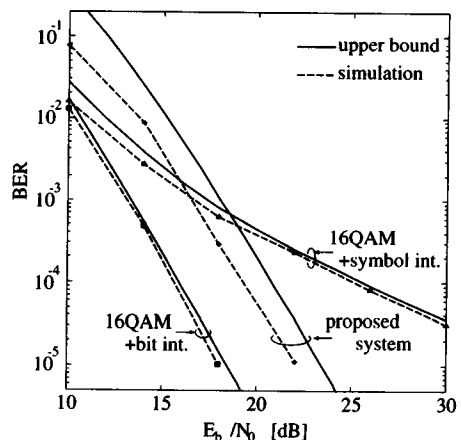


図5 BER 対 E_b/N_0 特性 (解析およびシミュレーション)
Fig. 5 BER performance versus E_b/N_0 (analysis and simulation).

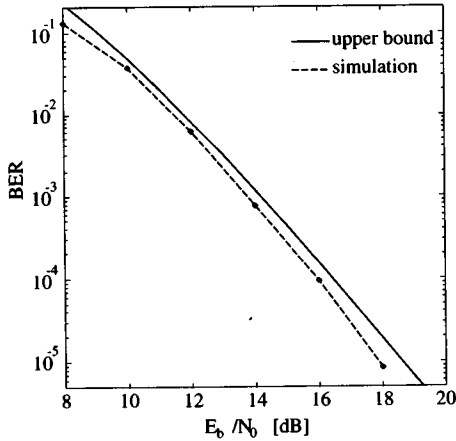


図6 ビットインタリーブを用いたトレリス符号化 8 DPSK 方式における BER 対 E_b/N_0 特性

Fig. 6 BER performance versus E_b/N_0 of bit interleaved trellis coded 8 DPSK.

方式 [6] に対して同様の解析を行った結果を図 6 に示す。この図において、解析による BER の上界とシミュレーション結果との差は約 0.5 dB となっており、これと同程度の差が図 5 の 16 DAPSK における 8 DPSK 部分の差となって表れていると考えられる。よって、図 5 における約 1.4 dB という差は、2DASK 部分での解析における差によるところが大きいということがわかる。

つぎに、提案方式とビットインタリーブを用いた 16 QAM 方式とを比較すると、16 QAM のほうが約 3.5 dB 優れていることが確認でき、これは、変復調および検波方式の違いによるものと考えられる。文献 [1] では、トレリス符号化を行っていないシステムどうしを比較した場合の差は約 4.1 dB となっているが、このことから、誤り訂正符号を用いることによる符号化利得が、提案方式において、より反映されていると考えられる。特に、8 DPSK 部分に比べビット誤りの生じやすい 2DASK 部分 [3] にも誤り訂正能力をもたせることによる改善の影響が表れていると考えられる。

更に、提案方式とシンボルインタリーブを用いた 16 QAM 方式との比較から、 $BER \leq 10^{-3}$ のところで提案方式のほうが優れており、 $BER = 10^{-4}$ では、5 dB 以上の利得が得られている。このことから、ビットインタリーブを用いることによる BER の改善量が、変復調および検波方式の違いによる劣化を上回っていると考えられ、提案方式の有効性がうかがえる。

いま、従来方式において CSI が完全に既知であると

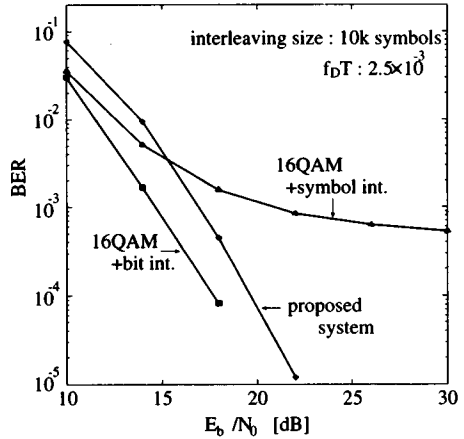


図7 BER 対 E_b/N_0 特性

Fig. 7 BER performance versus E_b/N_0 .

してシミュレーションを行ったが、現実的なものを考え、パイロットシンボルを用いて CSI を推定した場合の従来方式との比較を図 7 に示す。ここでは、ドップラー周波数は図 5 におけるシミュレーションと同じく、 $f_D T = 2.5 \times 10^{-3}$ としており、フレーム長はこのときの最適値とされる $N = 32$ を用いている [9]。また、インタリーブサイズも図 5 との比較を考え、10 k symbols としている。図 5 と図 7 を比較すると、CSI が既知であると仮定した場合に比べ、パイロットシンボル挿入型の従来方式では、シンボルインタリーブ、ビットインタリーブのどちらを用いたシステムにおいても数 dB の劣化がみられる。このことにより、シンボルインタリーブを用いた 16 QAM 方式に対する提案方式の利得は更に顕著に表れ、またビットインタリーブを用いた 16 QAM 方式との差は $BER = 10^{-4}$ において約 2 dB へと減少している。このようなことから、提案方式の有効性が更に確認できる。

4.3 BER 対ドップラー周波数特性

図 8 に BER 対ドップラー周波数特性を示す。ここでは、インタリーブサイズは 1 k symbols としているが、これはインタリーブに伴う処理遅延時間を考慮したためであり、音声通信で許容される 125 ms を想定しているためである [11]。また、従来方式におけるパイロットシンボルのフレーム長はドップラー周波数によってその最適値が定まるが、ここでは挿入間隔を短くすることによるエネルギー損失の増加と実質的な情報伝送速度の低下を考慮したうえで、 $f_D T = 5.0 \times 10^{-3}$ (移動体の速度は約 58 km/h) のときの最適値 $N = 16$ を

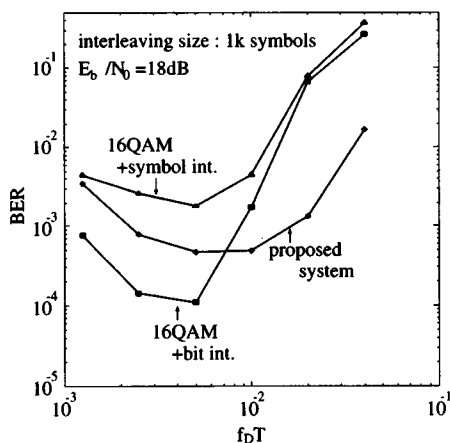


図8 Ber 対ドップラー周波数特性

Fig. 8 BER performance versus doppler frequency.

用いてシミュレーションを行った [9].

この結果から、ドップラー周波数の増加に伴う特性の劣化が、提案方式よりも従来方式のほうが顕著に表れていることがわかる。これは、フレーム長に対してフェージングピッチが早くなると、パイロットシンボルの挿入間隔が十分でなくなり、CSIの推定があいまいになってしまうためであると考えられる。

更に、提案方式は、シンボルインタリーブを用いた 16QAM よりも優れた BER を得ることができ、 $f_D T \geq 7 \times 10^{-3}$ のとき、すなわち移動体の速度がおよそ 81 km/h 以上のとき、ビットインタリーブを用いた 16QAM よりも優れた BER を示すことがわかる。

このように、インタリーブサイズが制限され、ドップラー周波数が高いときでも、提案方式は従来方式と比較して、より安定した特性を示すことが確かめられた。

5. むすび

本論文では、ビットインタリーブを用いたトレリス符号化 16DAPSK 方式を提案し、レイリーフェージング通信路における BER 特性を解析および計算機シミュレーションにより明らかにした。解析の妥当性をシミュレーション結果との比較により検討し、BER 特性の上界を求めた。また、従来方式との比較から、ビットインタリーブを用いて時間ダイバーシチを効果的に増加させることによる BER の改善量が、変復調および検波方式の違いによる劣化を上回ることを示した。更に、ドップラー周波数の増加による特性の劣化が従

来方式と比べて少なく、より安定した特性を示し、移動体の速度が速いときに従来方式よりも優れた BER が得られることを示した。遅延検波の魅力的な点として、搬送波再生や CSI を必要としないことがあげられる。提案方式がこれらを必要としないにもかかわらず、このような結果が得られたことから、受信機構成の単純化や優れた誤り率特性といった観点から、レイリーフェージング通信路、つまりは陸上移動体通信において有効なシステムであると言えよう。

謝辞 本研究の一部は、文部省科学研究費補助金奨励研究 (A) (課題番号 07855042) の援助による。

文 献

- [1] F. Adachi and M. Sawahashi, "Performance analysis of various 16 level modulation schemes under Rayleigh fading," *Electronics Letters*, vol.28, no.17, pp.1579-1581, Aug. 1992.
- [2] 鈴木利則, 水野俊夫, "差動符号化振幅変調信号の多シンボル遅延検波方式とその 16 DAPSK への適用," *信学論 B-II*, vol.J77-B-II, no.3, pp.739-748, Dec. 1994.
- [3] Arne Svensson, "Diversity for star 16 QAM on fading channels," *Proc. IEEE, PIMRC '95, Toronto, Canada*, no.D6a-1, pp.1267-1271, Sept. 1993.
- [4] E. Zehavi, "8-PSK trellis codes for a Rayleigh channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol.40, no.5, pp.873-884, May 1992.
- [5] A. Aoyama, H. Nakagawa, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Performance of bit-interleaved trellis coded 16-QAM with maximized code diversity," *IEICE Trans. Found.* vol.E78-A, no.9, pp.1215-1219, Sept. 1995.
- [6] H. Nakagawa, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Bit-by-bit interleaved trellis coded MPSK with differential detection on Rayleigh fading channels," *Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf. Chicago, USA*, pp.659-663, July 1995.
- [7] D. Divsalar and M.K. Simon, "Maximum-likelihood differential detection of uncoded and trellis coded amplitude phase modulation over AWGN and fading channels-Metrics and performance," *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, no.1, pp.76-89, Jan. 1994.
- [8] M.K. Simon and D. Divsalar, "The performance of trellis coded multilevel DPSK on a fading mobile satellite channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.37, no.2, pp.78-91, May 1988.
- [9] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.42, no.2, pp.137-147, May 1993.
- [10] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.28, no.1, pp.55-67, Jan. 1982.
- [11] 神尾享秀, 久保田文人, "ディジタル陸上移動通信におけるインタリーブを組合せた誤り訂正能力の改善," *信学論*

B, vol.J68-B, no.6, pp.761-762, June 1985.

(平成8年2月1日受付, 7月11日再受付)



中川 仁志 (学生員)

平6名大・工・電気卒。平8同大大学院修士課程了。同年日本電信電話(株)入社。これまで、符号化変調方式に関する研究に従事。



山里 敬也 (正員)

昭63信州大・工・電気卒。平2同大大学院修士課程了。平5慶大大学院博士課程了。同年名大助手。現在に至る。符号化変調方式、衛星通信測位、通信理論等に関する研究に従事。工博。平7本会学術奨励賞受賞。情報理論とその応用学会, IEEE各会員。



片山 正昭 (正員)

昭56阪大・工・通信卒。昭61同大大学院博士課程了。同年豊橋技術科学大助手。平元阪大・大型計算機センター講師。平4名大・工・電子情報講師。平5助教授。現在に至る。衛星通信/測位, スペクトル拡散通信, 変復調理論, 雑音理論, トラヒック理論および計算機ネットワーク等の研究に従事。工博。昭61本会篠原記念学術奨励賞受賞。情報処理学会, 情報理論とその応用学会, IEEE各会員。



小川 明 (正員)

昭35名大・工・電気卒。同年国際電信電話(株)入社。同社研究所勤務を経て, 昭63名古屋大に移る。この間, デジタル通信方式, 衛星通信, 移動体通信等に関する研究開発に従事。現在, 同大工・教授。工博。共著書:「衛星通信技術」。IEEE会員。